

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **08223132 A**

(43) Date of publication of application: **30.08.96**

(51) Int. Cl

H04J 11/00

H04L 7/00

(21) Application number: **07026450**

(22) Date of filing: **15.02.95**

(71) Applicant: **HITACHI LTD**

(72) Inventor: **NOGAMI HIROSHI
NAGASHIMA TOSHIO
OKAMOTO SADAJI**

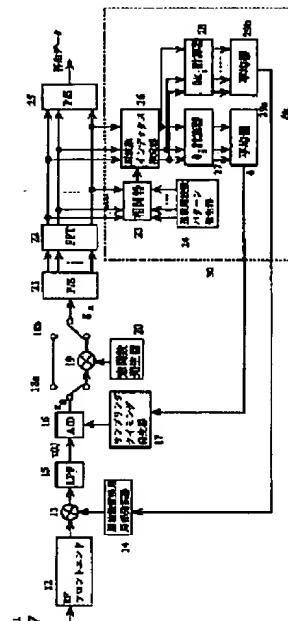
**(54) RECEIVER FOR DIGITAL TRANSMISSION
SIGNAL AND DIGITAL TRANSMISSION SYSTEM**

(57) Abstract:

PURPOSE: To improve the precision of synchronism of the period of sampling timing by controlling the sampling timing period of a receiver and the frequency of a local oscillator for frequency conversion thus eliminating the frequency deviation and the period deviation.

CONSTITUTION: When the receiver receives a pilot signal, switches 18a and 18b are connected to a multiplier 19 to multiply the window function generated by a window function generator 20. An output g_n from the multiplier 19 is inputted to a serial-parallel converter 21, and the output is subjected to discrete Fourier transformation by a fast Fourier transformer 22. Then, a discrete Fourier transformation output G_k of the pilot signal has the peak of the output absolute value in a prescribed frequency index, and this pattern is stored in the memory in a transmission frequency pattern W_i generator 24. There may be probability that the timing synchronism deviation is sufficiently small but the frequency deviation of the local oscillator for frequency conversion is large. Therefore, the period deviation is roughly estimated, and correlations between the pattern W_i and the transformer 23 are taken to perform search only in a prescribed range.

COPYRIGHT: (C)1996,JPO



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-223132

(43)公開日 平成8年(1996)8月30日

(51)Int.Cl.⁶
H 04 J 11/00
H 04 L 7/00

識別記号

府内整理番号

F I
H 04 J 11/00
H 04 L 7/00

技術表示箇所
Z
G

審査請求 未請求 請求項の数 8 O.L (全 13 頁)

(21)出願番号 特願平7-26450

(22)出願日 平成7年(1995)2月15日

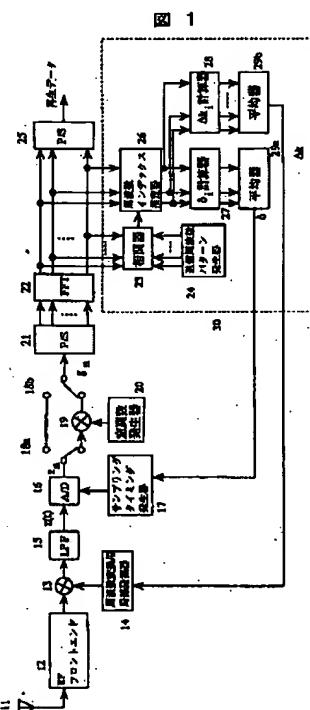
(71)出願人 000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地
(72)発明者 野上 博志
神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地株式
会社日立製作所映像メディア研究所内
(72)発明者 長嶋 敏夫
神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地株式
会社日立製作所映像メディア研究所内
(72)発明者 岡本 貞二
神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地株式
会社日立製作所映像メディア研究所内
(74)代理人 弁理士 小川 勝男

(54)【発明の名称】 デジタル伝送信号の受信器ならびにデジタル伝送方式

(57)【要約】 (修正有)

【目的】受信器側の周波数変換器用発信周波数と、サンプリングタイミングの周期を、送信側のそれに精度よく一致させ速やかな同期を得る。

【構成】R F フロントエンド1 2、周波数変換器1 3、周波数変換用局部発信器1 4、A/D変換器1 6、サンプリングタイミング発生器1 7、スイッチ1 8 a, 1 8 b、乗算器1 9、窓関数発生器2 0、高速フーリエ変換器2 2、相関器2 3、送信周波数パターン発生器2 4、周波数インデックス推定器2 6、 δi 推定器、 Δi 推定器2 8、平均器2 9 a, 2 9 b等からなるデジタル伝送信号用の受信器であって、速やかに受信器側における周波数変換器用局部発信周波数と、サンプリングタイミングの周期を、送信側のそれに精度よく一致させる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】互いに直交するN本の周波数を用いる直交周波数多重方式(OFDM:Orthogonal Frequency Division Multiplexing)により信号が送信され、かつ、該N本の周波数のうち周波数インデックスとして k_i , $i = 0, 1, \dots, P$ ($P \geq 1$) を有するところの少なくとも2本以上の周波数により、一定時間間隔でパイロット信号が送信される場合の、デジタル伝送信号の受信器であって、少なくとも(1)サンプリングタイミング周期、ならびに、周波数変換用局部発信器の周波数同期の捕捉がなされていない状態での、該パイロット信号の受信信号の、矩形を含む適当な窓関数下における離散フーリエ変換の出力と、該パイロット信号の送信周波数パターンとの、相互相関を周波数領域にて計算することにより、

$$\Delta k_i = (k_{i+1}' - k_{i+1} - k_i' - k_i) / (k_{i+1}' - k_i')$$

により推定する手段と、(4)所要のサンプリングタイミングの周期ずれ δ 、送信器と受信器の周波数変換用発信周波数の周波数インデックスのずれ Δk の値を、これらのサンプリングタイミング周期のずれ δ_i 、ならびに、周波数変換用発信周波数の周波数ずれ Δk_i の平均値として求める手段と、(5)サンプリングタイミングの周期ずれ δ 、周波数ずれ Δk が0となるように、受信器のサンプリングタイミングの周期ならびに、受信器の周波数変換用局部発信器の周波数を制御する方式により、サンプリングタイミング周期の同期ならびに周波数変換用局部発信器の周波数同期をとる手段を備えたことを特徴とする、デジタル伝送信号の受信器。

【請求項2】請求項1記載のデジタル伝送信号の受信器であって、特に、

請求項1の(1)に記載されている大まかな周波数ずれを検出する手段が、前記同期捕捉がなされていない状態での、該パイロット信号の受信信号の適当な窓関数下における離散フーリエ変換の出力と、前記パイロット信号による周波数パターンとの、相互相関を、受信器の離散フーリエ変換における周波数の刻み間隔で計算することによりなされることを特徴とする、デジタル伝送信号の受信器。

【請求項3】請求項1記載のデジタル伝送信号の受信器であって、特に、

請求項1の(3)に記載されている送信器と受信器のサンプリングタイミングずれ δ_i 、および周波数変換用発信周波数の周波数インデックスずれ Δk_i を求める手段において、

送信周波数 k_{i+1} に対応する k_{i+1}' が受信器側にて推定できない場合に、別の1を選択して δ_i および Δk_i を計算し、また、

送信周波数 k_i に対応する k_i' が受信器側にて推定できない場合に、それを用いて計算する δ_i および Δk_i は計算せず、

さらに、この計算しなかった δ_i および Δk_i について

該受信復調信号の周波数と該パイロット信号の本来あるべき周波数との大まかな周波数ずれを検出する手段と、

(2)前記同期捕捉がなされていない状態での、該パイロット信号の受信信号にハニング窓などの適当な窓関数を乗じたうえに離散フーリエ変換をすることで、パイロット信号に含まれる周波数インデックス k_i の各々の周波数に対応する、受信器での離散フーリエ変換後の推定周波数インデックス k_i' を求める手段と、(3)各 $i = 0, \dots, P-1$ と適当な $1 \geq 1$ に対し、 $k_i, k_{i+1}, k_{i+1}', k_{i+1}'$ を用いて、送信器と受信器のサンプリングタイミング周期のずれ δ_i を

$$\delta_i = (k_{i+1}' - k_i') / (k_{i+1} - k_i) - 1,$$

により、また、送信器と受信器の周波数変換用発信周波数の周波数インデックスずれ Δk_i を

$$\Delta k_i = (k_{i+1}' - k_i') / (k_{i+1} - k_i)$$

は、請求項1の(4)に記載されているそれぞれの平均値により δ および Δk を求める操作から除外する手段をそなえたことを特徴とする、デジタル伝送信号の受信器。

【請求項4】請求項1乃至3記載のデジタル伝送信号の受信器であって、さらに、少なくとも、

前記同期捕捉がなされていない状態での、該パイロット信号の受信信号にハニング窓などの適当な窓関数を乗じたうえで離散フーリエ変換をすることで、パイロット信号の各々の周波数インデックス k_i , $i = 0, \dots, P$ 、に対応する受信シンボル値を推定する手段と、この受信シンボル値の推定値と、前記パイロット信号の送信シンボル値を用いて、各周波数インデックス k_i における伝送路特性を求める手段と、

30 この伝達路特性から、前記パイロット信号として送信されなかった周波数インデックスに対する伝送路特性を補間により求める手段と、

さらに、この補間された伝送路特性を逆離散フーリエ変換することで、サンプリングタイミングのフェーズのずれを求める手段と、

少なくとも、該サンプリングタイミングのフェーズずれを用いて、前記パイロット信号の次時刻から送信される伝送信号のサンプリングタイミングのフェーズずれを補正する手段か、あるいは、

40 伝送路特性を用いて、前記パイロット信号の次時刻から送信される伝送信号の等化を行う手段か、

または、これらタイミングフィエーズの補正と等化の両者を行う手段を備えたことを特徴とする、デジタル伝送信号の受信器。

【請求項5】互いに直交するN本の周波数を用いる直交周波数多重方式(OFDM)により信号を伝送し、かつ、該N本の周波数のうち周波数インデックスとして k_i , $i = 0, 1, \dots, P$ ($N > P \geq 1$) を有するところの少なくとも2本以上の周波数により、一定時間間隔でパイロット信号を送信する、デジタル伝送方式において、

該パイロット信号の周波数配置をPN系列（疑似ランダム系列）を用いて、配置することを特徴とする、デジタル伝送方式。

【請求項6】請求項5記載のデジタル伝送方式であつて、

$$k_i = iS + V(i) + \text{定数}, \quad i = 0, \dots, P, \quad S \geq 5$$

を満足するように設定されていることを特徴とする、デジタル伝送方式。

【請求項7】請求項5記載のデジタル伝送方式であつて、

該パイロット信号のそれぞれの周波数インデックスの間隔が互いに4以上離れており、かつ、V(i)をその値が、0か1をとるM系列やバーカーコードなどのPN系列として、該パイロット信号に用いられる周波数の周波数インデックスの値を、V(i) = 1となるiS、S ≥ 4をもちいて、iS + (定数)のみとすることを特徴とする、デジタル伝送方式。

【請求項8】互いに直交するN本の周波数を用いる直交周波数多重方式(OFDM)により信号を伝送し、かつ、該N本の周波数のうち周波数インデックスとしてk_i, i = 0, 1, ..., P (N > P ≥ 1) を有するところの少なくとも2本以上の周波数により、一定時間間隔でパイロット信号を送信する、デジタル伝送方式において、該パイロット信号伝送用のブロックシンボル時間を、他の情報伝送に用いるブロックシンボル時間より長く、かつ他の情報伝送に用いるブロックシンボル時間の2倍より短くすることを特徴とする、デジタル伝送方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、デジタル伝送方式ならびにデジタル伝送信号の受信器に係り、特に、互いに直交する複数本の周波数を用いる直交周波数多重方式(OFDM:Orthogonal Frequency Division Multiplexing)により信号を伝送するのに好適な、デジタル伝送方式ならびに、デジタル伝送信号の受信器に関する。

【0002】

【従来の技術】直交周波数多重方式(OFDM)は、特に、マルチパスに対して頑強であり、移動体受信を狙った音声や映像のデジタル放送の分野などに利用されつつある。たとえば、音声放送への利用については、アイ・イー・イー・イー・トランザクション・オン・コンスマーマー・エレクトロニクス:第38巻、3号(1989年3月)493頁～503頁(IEEE Transactions on Consumer Electronics Vol. 35 No. 3 493P- 503P, 1989)に報告されている。

【0003】また、OFDMの周波数同期制御(AFC)については、例えば、アイ・イー・イー・イー・トランザクション・オン・コミュニケーションズ:第42

$$\Delta k_i = (k_{i+1}' - k_{i+1} - k_{i+1}' - k_i) / (k_{i+1}' - k_i')$$

により推定する手段と、(4)所要のサンプリングタイ

該パイロット信号のそれぞれの周波数インデックスの間隔が互いに4以上離れており、かつ、V(i)をその値が、0か1、あるいは±1をとるM系列やバーカーコードなどのPN系列として、該パイロット信号に用いられる周波数の周波数インデックスの値が

卷、10号(1994年10月)2908頁～2914頁(IEEE Transactions on Communications, Vol. 42 No. 10 2908P- 2914P, 1994)に報告されている。

10 【0004】

【発明が解決しようとする課題】OFDMにより情報信号を伝送する場合、受信器側にて伝送信号を正確に復調するためには、送信側と受信器側での周波数変換用発信器の発信周波数と、送信側と受信器側でのサンプリングタイミングの周期を精度良く一致させ、この同期をとらなければならないという第1の課題がある。

【0005】また、伝送路において発生する伝送歪を受信器側にて等化しなければならないという第2の課題もある。

20 【0006】

【課題を解決するための手段】上記第1の課題を解決するため、本発明のデジタル伝送信号の受信器では、OFDM信号のN本の周波数のうち、周波数インデックスとしてk_i, i = 0, 1, ..., P (P ≥ 1) を有するところの少なくとも2本以上の周波数により、一定時間間隔でパイロット信号が送信される場合に、少なくとも、次の(1)から(5)に示される手段を具備する。

【0007】(1)サンプリングタイミング周期、ならびに、周波数変換用局部発信器の周波数同期の捕捉がなされていない状態において、該パイロット信号の受信信号に、矩形を含む適当な窓関数を乗じての離散フーリエ変換の出力と、該パイロット信号の周波数パターンとの、相互相関を周波数領域にて計算し、該受信復調信号の周波数と該パイロット信号の本来あるべき周波数との大まかな周波数ずれを検出する手段と、(2)前記同期捕捉がなされていない状態での、該パイロット信号の受信信号にハニング窓などの適当な窓関数を乗じたうえに離散フーリエ変換をすることで、パイロット信号に含まれる周波数インデックスk_iの各々の周波数に対応す

30 40 る、受信器での離散フーリエ変換後の推定インデックスk_{i'}を求める手段と、(3)各i = 0, ..., P-1と適当な1 ≥ 1に対し、k_i, k_{i+1}, k_{i'}, k_{i+1'}を用いて、送信器と受信器のサンプリングタイミング周期のずれδ_iを

$$\delta_i = (k_{i+1}' - k_i) / (k_{i+1} - k_i) - 1,$$

により、また、送信器と受信器の周波数変換用発信周波数の周波数インデックスずれΔk_iを

$$\Delta k_i = (k_{i+1}' - k_{i+1} - k_{i+1}' - k_i) / (k_{i+1}' - k_i')$$

50 ミングの周期ずれδ_i、送信器と受信器の周波数変換用発

信周波数の周波数インデックスのずれ Δk の値を、これらのサンプリングタイミング周期のずれ δ_i 、ならびに、周波数変換用発信周波数の周波数ずれ Δk_i の平均値として求める手段と、(5)サンプリングタイミングの周期ずれ δ 、周波数ずれ Δk が0となるように、受信器のサンプリングタイミングの周期ならびに、受信器の周波数変換用局部発信器の周波数を制御する方式により、サンプリングタイミング周期の同期ならびに周波数変換用局部発信器の周波数同期をとる手段を備える。

【0008】また、第1の課題の解決をより速やかに行うために、本発明では、上記(1)に記載されている大まかな周波数ずれを検出する手段において、前記同期捕捉がなされていない状態での、該パイロット信号の受信信号の適当な窓関数下における離散フーリエ変換の出力と、前記パイロット信号による周波数パターンとの、相互関を、受信器の離散フーリエ変換における周波数の刻み間隔で計算する。

【0009】また、第1の課題の解決をより正確に行うために、上記(3)に記載されている送信器と受信器のサンプリングタイミングずれ δ_i 、および周波数変換用発信周波数の周波数インデックスずれ Δk_i を求める手段において、送信周波数 k_{i+1} に対応する k_{i+1}' が受信器側にて推定できない場合に、別の1を選択して δ_i および Δk_i を計算する。

【0010】さらに、送信周波数 k_i に対応する k_i' が受信器側にて推定できない場合に、それを用いて計算する δ_i および Δk_i は計算せず、この計算しなかった δ_i および Δk_i については、上記(4)に記載されているそれぞれの平均値 δ および Δk を求める操作から除外する。

【0011】また、第2の課題を解決するために、本発明のディジタル伝送信号の受信器では、少なくとも、次の操作を実現する手段を具備する。

【0012】まず、前記同期捕捉がなされていない状態での、該パイロット信号の受信信号にハニング窓などの

$$k_i = iS + V(i) + \text{定数}, \quad i = 0, \dots, P, \quad S \geq 5$$

を満足するように設定する。

【0018】また、第1の課題を解決するために、本発明のディジタル伝送方式では、パイロット信号のそれぞれの周波数インデックスの間隔が互いに4以上離れており、かつ、 $V(i)$ をその値が、0か1をとるM系列やバーカーコードなどのPN系列として、該パイロット信号に用いられる周波数の周波数インデックスの値を、 $V(i) = 1$ となる iS 、 $S \geq 4$ をもつて、 $iS + (\text{定数})$ のみとする。

【0019】また、上記課題を解決するために、本発明のディジタル伝送方式では、パイロット信号伝送用のブロックシンボル時間を、他の情報伝送に用いるブロックシンボル時間より長く、かつ他の情報伝送に用いるブロックシンボル時間の2倍より短くする。

適当な窓関数を乗じたうえで離散フーリエ変換をすることで、パイロット信号の各々の周波数インデックス k_i 、 $i = 0, \dots, P$ 、に対応する受信シンボル値を推定する手段。

【0013】そして、この受信シンボル値の推定値と、前記パイロット信号の送信シンボル値を用いて、各周波数インデックス k_i における伝送路特性を求める手段。

【0014】さらに、この伝達路特性から、前記パイロット信号として送信されなかつた周波数インデックスに対する伝送路特性を補間により求めて、全ての送信周波数での伝達特性を求める手段。

【0015】そして、この補間された伝送路特性を逆離散フーリエ変換することで、サンプリングタイミングのフェーズのずれを求める手段。そして、少なくとも、いま求めたサンプリングタイミングのフェーズずれを用いて、前記パイロット信号の次から送信される伝送信号のサンプリングタイミングのフェーズずれを補正するか、あるいは、伝送路特性を用いて、前記パイロット信号の次に送信される伝送信号の等化を行うか、または、この20 両者を行う手段。

【0016】また、第1の課題を解決するために、本発明のディジタル伝送方式では、OFDM信号のN本の周波数のうち、周波数インデックスとして k_i 、 $i = 0, 1, \dots, P$ ($N > P \geq 1$) を有するところの少なくとも2本以上の周波数により、一定時間間隔でパイロット信号が送信される場合に、少なくとも、パイロット信号の周波数配置をPN系列(疑似ランダム系列)を用いて、配置する。

【0017】また、第1の課題を解決するために、本発明のディジタル伝送方式では、前記パイロット信号のそれぞれの周波数インデックスの間隔が互いに4以上離れており、かつ、 $V(i)$ をその値が、0か1、あるいは ± 1 をとるM系列やバーカーコードなどのPN系列として、該パイロット信号に用いられる周波数の周波数インデックスの値が

$$k_i = iS + V(i) + \text{定数}, \quad i = 0, \dots, P, \quad S \geq 5$$

【0020】

【作用】以下に、本発明のディジタル伝送信号の受信器の基本作用について述べる。

【0021】一般に、OFDMの伝送信号は、送信側では、基本サンプリングタイミングTにて逆離散フーリエ変換にて変調された後、高周波に周波数変換される。このとき、隣あう周波数の間隔は $1/(NT)$ であり、送信されるN本の周波数は、送信側での周波数変換器の周波数に $k/(NT)$ を加えたものとなる。ここでは、簡単のために整数 k を周波数インデックス、あるいは単に周波数と呼ぶことにする。

【0022】一方、受信器側では、高周波から低域信号に周波数変換された後、受信側でのサンプリングタイミングにてサンプリングされ、離散フーリエ変換にて復調

される。

【0023】送信側と受信側の周波数変換器の周波数ずれが $\Delta k / (NT)$ であり、送信側と受信側のサンプリングタイミングの周期ずれが δ であると、受信器側での、サンプリング後の信号の周波数は、 $k' = (k + \Delta k) \cdot (1 + \delta)$ となって観測される。すなわち、受信側でのサンプリング後の受信信号の周波数インデックス k' は δ と Δk に依存する。

【0024】そこで、予め決められた周波数 k_i , $i = 0, \dots, P$ ($P \geq 1$) がパイロット信号として送られる場合、各 k_i 如何なる k_i' にて受信側で観測されるを求めるこことによって、 Δk と δ の値が分かり、それを補正することができる。

【0025】送信側と受信側の周波数変換器の発信周波数は大きくずれる場合があり、 k_i と k_i' との差は1以上の場合も充分有りうる。従って、受信器側にて、周波数インデックス k_i 付近の再生信号が、本来周波数インデックス k_i で送信されたものとは限らない。

【0026】これに対処するため、まず、送信信号の周波数パターンと、受信器側での離散フーリエ変換出力との相互相関を計算し、大まかな周波数ずれを検出しておく。この相関の計算は、受信器側での周波数インデックス刻み毎で充分である。この操作により、受信側での離散フーリエ変換出力のうち、どの信号が、送信周波数の各 k_i に対応するかが判明する。

【0027】なお、この時、受信器側で離散フーリエ変換を行う際に、受信信号にハニング関数などの適当な窓関数を乗じておいても良い。

【0028】次に、送信されたパイロット信号の各周波数 k_i に対応する、受信側での周波数インデックス k_i' を精度良く推定する。ハニング窓によるFFTによりこれが実現できることが知られている。

【0029】少なくとも、2本の周波数 k_i , k_{i+1} ($i \geq 1$) をパイロット信号として伝送すれば、 Δk と δ を $\delta = (k_{i+1}' - k_i') / (k_{i+1} - k_i) - 1$ 、 $\Delta k = (k_i' \cdot k_{i+1} - k_{i+1}' \cdot k_i) / (k_{i+1} - k_i')$ により求めることができ、複数本の周波数を伝送した場合には、それぞれの i に対応して、複数の δ_i と Δk_i が求まる。

【0030】これらの値 δ_i ならびに Δk_i をそれぞれ平均して、所要の δ 、 Δk とし、これらの値がともに0となるように、受信器におけるサンプリングタイミング周期と、周波数変換器における発信周波数を制御し、同期を捕捉できる。

【0031】なお、周波数 k_i のパイロット信号の受信シンボルを求め、この値を送信されたシンボル値で除算することで、周波数 k_i における基本的な伝送特性が分かる。送信されなかった周波数に対する伝送特性は、送信されところの周波数伝送特性を補間することにより求

めることができる。この周波数特性を逆離散フーリエ変換することで、インパルス応答の時間波形が求まり、これからサンプリングタイミングのフェーズずれもわかる。これらの伝送特性やサンプリングタイミングのフェーズずれを補正し、正しい受信信号を得ることができる。

【0032】次に、本発明のデジタル伝送方式の基本作用について述べる。

【0033】上述したような、送信信号の周波数パターンと、受信信号の離散フーリエ変換との相互相関をとる場合、出来るだけ相関ピークが鋭く大きいものが望ましい。これは、雑音が有る場合、誤ったパターンを選んでしまう恐れが有るからである。そこで、本発明では、その周波数配置にM系列やバーカーコードに代表されるPN系列を用い、その性質を利用して、大まかな周波数ずれを検出する際に誤りにくくすることができる。

【0034】

【実施例】以下、図面を用いて詳細に説明する。

【0035】(実施例1) 図1は、1で示される本発明のデジタル伝送信号の受信器のブロック図である。本受信器1は、11で示されるアンテナ、12で示されるところの、高周波増幅器やチャンネルセレクタからなるRFフロントエンド、14で示される周波数変換用局部発信器、13で示される周波数変換器、15で示される低域通過フィルタ、16で示されるA/D変換器、17で示されるサンプリングタイミング発生器、18a, 18bで示される同時に切替られるところのスイッチ、19で示される乗算器、20で示される窓関数発生器、21で示される直並列変換器、22で示される高速フーリエ変換器、25で示される並直列変換器、30で示される δ および Δk 推定器で構成される。

【0036】また、 δ および Δk 推定器30は、23で示される相関器、24で示される送信周波数パターン発生器、26で示される周波数インデックス推定器、27で示される δ_i 計算器、28で示される Δk_i 計算器、29a, 29bで示される平均器からなる。

【0037】受信すべきOFDM信号は、図2に示される送信信号のフォーマットを持つものとする。即ち、伝送される信号は100で示される伝送フレームから構成される。図2において、1つの箱は1つのOFDMブロックシンボルを示しており、1伝送フレームが複数のOFDMブロックシンボルからなる。その1番目は101で示される無変調のヌルシンボルであり、それに続く2番目のOFDMブロックシンボルは102で示されるパイロットシンボルであるとする。このパイロット信号は、少なくとも、2本以上の周波数(サブチャネル)からなるとする。103は、情報伝送シンボルである。

【0038】図1には直接記載されていないが、受信器1では、受信信号の振幅値を観測することにより、このパイロット信号の開始時刻をつかみ、パイロット信号を

検出することができる。また、伝送フレーム中にヌルシンボルが無い場合でも、パイロットシンボルと、他の情報伝送シンボルの受信レベルに有る程度差があれば、パ

$$x(t) = \sum_k X_k \exp(j 2\pi f_k t) g(t) \dots (1)$$

と書ける。ここで、 $f_k = k / NT$ で、 N は全サブキャリアの数、 T は送信側のサンプリングタイミング周期であり、 X_k は周波数 k の伝送シンボル値、パイロットシンボル以外のOFDMブロックシンボルに対し、

$$g(t) = 1, -T_g \leq t < NT \dots (2) \quad 10$$

0. その他

とする。ただし、パイロット信号に限り、 $g(t)$ の代

$$g_p(t) = 1, -T_g \leq t < (N + N_a) T \dots (3)$$

を用いるとする。ここで、 N_a は適切に選ばれた正の整数であり、

$$0 < N_a \leq N$$

とする。

【0040】一般に、伝送路はマルチパス特性を示すと考えられる。このパスの数を M とすると、その等価低域帯域のインパルス応答 $h(\tau)$ は

M-1

$$h(\tau) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m \delta(\tau - mT) \dots (4)$$

とモデル化できる。ここでは h_m として、少なくとも 1

【数1】

$$y(t) = \int_0^{T_g} h(\tau) x(t - \tau) d\tau$$

$$= \sum_{m=0}^{M-1} h_m \frac{1}{N} \sum_k X_k e^{j 2\pi f_k (t - mT)} g_p(t - mT) \dots (5)$$

【0043】となる。アンテナ 1 1 で受信された信号は RF フロントエンド 1 2 により高周波増幅、チャネル選択され、IF 信号として出力される。この IF 信号は、周波数変換器 1 3、周波数変換用発信器 1 4、ならびに、所要の信号のみ通過させる低域通過フィルタ 1 5 に

$$z(t) = y(t) \cdot \exp(j\phi + j2\pi\Delta f t)$$

$$= y(t) \cdot \exp\{j\phi + j2\pi\Delta k / (NT) t\} \dots (6)$$

となる。ここで、 Δf は送受信システム間の周波数ずれ、 $j\phi$ は位相ずれである。また、 Δk は Δf に対応する周波数ずれを、 $1 / (NT)$ を単位とする周波数インデックスにて表したものである。

$$t = (1 + \delta) nT + \tau$$

となる。ここで、 δ はタイミングの周期ずれであり、 τ は時刻 $t = 0$ におけるサンプリングフェーズのずれである。

【0046】A/D 変換器 1 6 によりサンプリングされ

イロットシンボル信号の開始時刻が分かる。

【0039】送信システムから送信されるOFDMブロックシンボルの等価低域信号は、

わりに $g_p(t)$

OFDMブロックシンボル分の時間は一定である伝送路を対象とする。また、インパルス応答の遅延時間 mT は $T_g = N_g T$ よりも短いとし、次のOFDMブロックシンボルとの干渉は生じないものとする。

【0041】このようなマルチパス伝送路を経て、アンテナ 1 1 へ到來するパイロット信号の等価低域信号は

【数2】

【数1】

より、複素低域信号に変換される。

【0044】この複素低域信号は、周波数同期が捕捉されていない場合、送信システム側の周波数変換用局部発信器の発信周波数と受信器 1 のそれとの差 $\exp(j\phi + j2\pi\Delta f t)$ により

$$z(t) = A/D \text{変換器 } 1 6 \text{ によりサンプリングされる。タイミング同期が捕捉されていない場合、サンプリングタイミングは受信器 1 では} \dots (7)$$

た信号 z_n は

【0047】

【数2】

11
[数2]

$$Z_n = \frac{1}{N} e^{j(\phi + 2\pi \frac{\Delta k}{NT} \tau)} \sum_k H_k e^{j2\pi \frac{k\tau}{NT}} X_k e^{j2\pi \frac{(k+\Delta k)(1+\delta)n}{N}}$$

12

…(8)

【0048】となる。ただし、

$$H_k = \sum_{m=0}^{M-1} h_m \exp \{-j2\pi (k \cdot m) / N\} \quad \dots(9)$$

は伝送路の周波数インデックス k におけるインパルス応答である。ここでは、前述の N_a が予め適切に決められており、 $n = 0, \dots, N-1$ に対して $g_n (1 + \delta) T + \tau = 1$ が成立しているとする。 N_a として N

$$k_i' = (k_i + \Delta k) (1 + \delta)$$

となって観測されることがわかる。

【0050】この δ と Δk は、 δ および Δk 推定器 30 により推定される。以下にこの動作について詳しく説明する。

【0051】一般に、タイミング同期ずれ $|\delta|$ は 1 より充分小さいと考えられるが、周波数変換用局部発信器の周波数ずれ Δk は 1 より大きくなる場合がある。このため、パイロット信号として送信した周波数の近傍にその信号を検出できないことがある。従って、受信信号の周波数成分がどの送信周波数に対応するかを見定めなければならない。

$$b_n = 1 - \cos (2\pi n / N)$$

なるハニング窓関数を用いる。

【0054】乗算器からの出力 $g_n = b_n \cdot z_n$ は、直並列変換器 21 へ入力され、その出力は高速フーリエ変換器 22 にてその離散フーリエ変換 G_k , $k = 0, \dots, N-1$ が求められる。

$$(k_i + \Delta k) (1 + \delta) = K_i + \epsilon_i$$

と記述することができ、従って、パイロット信号の離散フーリエ変換出力 G_k は、その出力絶対値のピークを $k = K_i$ の周波数インデックスにもつことになる。

$$w(i) = \begin{cases} 1, & (X_i \neq 0 \text{ となる } i \text{ に対して}) \\ 0, & (X_i = 0 \text{ となる } i \text{ に対して}) \end{cases} \quad \dots(13)$$

で定義し、このパターンを送信周波数パターン発生器 24 内にあるメモリに記憶しておく。

$$\max_d \sum_i w(i-d) |G_i|$$

となる d を求めたとき、この最大値を与える d が Δk の整数部分を与えることになる。この Δk の大まかな推定値は、周波数インデックス推定器 26 などへ渡される。

【0058】ここで、最大値を求める際に、 d は予想される周波数ずれ Δk の最大値内でのみ探索すれば良く、

$> N_a \geq 1$ を満足するように選んでおけば、一般に充分である。

【0049】この信号列 z_n の式から、送信側の周波数インデックスが $k = k_i$ として送信されたパイロット信号のサブキャリアは、受信器 1 側で

…(10)

【0052】そこで、本発明の受信器 1 では、 Δk の精密な値を計算する前に、大まかな値を求める操作を行う。

【0053】図 1 の受信器 1 では、パイロット信号を受信するときには、スイッチ 18a, 18b を 19 で示される乗算器側に接続し、窓関数発生器 20 で発生される窓関数を乗じる。(なお、スイッチ 18a, 18b は情報伝送シンボルを受信する際には、直結側へ接続される。) ここでは、 k_i' 推定への簡便性から、窓関数として

…(11)

【0055】パイロット信号の離散フーリエ変換出力 G_k の絶対値 $|G_k|$ は、周波数インデックス $(k_i + \Delta k) (1 + \delta)$ の近傍にその極大値を持つ。この周波数インデックスは、適当な整数 K_i と $-1/2 \leq \epsilon_i < 1/2$ を用いると、

…(12)

【0056】いま、パイロット信号の送信周波数パターンを $w(i)$, $i = 0, \dots, N-1$ を

【0057】相関器 23 により、この $w(i)$ と高速フーリエ変換器 23 との相関をとり、

…(14)

その刻みも周波数インデックスの整数単位でよい。

【0059】なお、本受信システム 1 では窓関数を乗じてその出力を高速フーリエ変換したが、相関を求める際に、窓関数を乗ぜず、直接高速フーリエ変換することも可能である。

【0060】次に、パイロット信号のハニング窓によるフーリエ変換出力 G_i ならびに、上述した Δk の大まかな値を用いて、 Δk_i ならびに δ_i を計算する。この操作は、図1の周波数インデックス推定器26、 δ_i 計算器27、および Δk_i 計算器28により行われる。

【0061】既に、 Δk の大まかな値が分かっているので、受信信号の各周波数成分がどの送信周波数に対応するのかは容易に判明する。

【0062】受信パイロット信号の周波数 k_i' は、周

$$\delta = (k_{i+1}' - k_i') / (k_{i+1} - k_i) - 1 \quad \dots (15)$$

$$\Delta k = (k_i' k_{i+1} - k_{i+1}' k_i) / (k_{i+1}' - k_i') \quad \dots (16)$$

により求めることができる。

【0064】3本以上の周波数をパイロット信号として

$$\delta_i = (k_{i+1}' - k_i') / (k_{i+1} - k_i) - 1 \quad \dots (15')$$

$$\Delta k_i = (k_i' k_{i+1} - k_{i+1}' k_i) / (k_{i+1}' - k_i') \quad \dots (16')$$

を求めることができる。この操作が、 δ_i 計算器27、および Δk_i 計算器28により行われる。

【0065】ここで、受信信号 z_n は一般に、雑音成分を含み、周波数の推定値は誤差を含む。そこで、求めた平均値 δ_i ならびに Δk_i を i について平均器29a、29bにて平均し、その平均値

$$\delta = \sum \delta_i / N \quad \dots (17)$$

i

$$\Delta k = \sum \Delta k_i / N \quad \dots (18)$$

を所要の δ ならびに Δk とする。

【0066】上述の (15') および (16') において所要の k_{i+1}' が、雑音等により検出できないときは、別の1を選択して計算を行う。また、所要の k_i' が検出できないときには、その i については δ_i と Δk_i の計算を行わず、また、平均操作からも除外する。

【0067】サンプリングタイミング発生器17は、この δ が0となるように、そのタイミング周期を制御し、また、周波数変換用局部発信器14は、 Δk が0となるように、その発信周波数を制御し、サンプリングタイミングの周期ならびに周波数変換用局部発信器の周波数の

【数3】

$$Z_n = \frac{1}{N} e^{j(\phi + 2\pi \frac{S \cdot \Delta k}{N})} \sum_k H_k X_k e^{j2\pi \frac{ks}{N}} e^{j2\pi \frac{(k+ \Delta k)(1+\delta)n}{N}}$$

... (19)

【0072】となる。

【0073】ハニング窓を乗じ、高速フーリエ変換器2

$$C_k \equiv e \times p \{ j(\phi + 2\pi s \Delta k / N) \} X_k \cdot H_k \cdot e \times p (j 2\pi k s) \quad \dots (20)$$

を求める。

【0074】予め、送信シンボル発生器52記憶されて

$$V_k \equiv C_k / X_k$$

波数インデックス推定器26にて行われるが、これは、例えば、電子通信学会論文誌；VOL. J70-A, NO. 5 (1987年5月) 798~503頁に記載されている方法により容易に実現できる。

【0063】いま、少なくとも、相異なる2本の周波数インデックス k_i と k_{i+1} をパイロット信号として送信し、その受信側での推定周波数を k_{i+1}' 、 k_i' とする Δk および δ について、

送信した場合は、例えば、適当に1を選び、各 k_{i+1}' と k_i' 、 $i = 0, \dots, P-1$ の組に対して、同期を捕捉する。

【0068】(実施例2) 図2は、2で示される本発明のデジタル伝送信号の受信器のブロック図である。図1で示される受信器1に、更に、50で示される受信シンボル推定器、51で示される伝達特性計算器、52で示される送信シンボル発生器、53で示される補間器、54で示される逆高速フーリエ変換器、55で示されるサンプリングフェーズずれ計算器、56で示される補正値計算器と57で示される等化器を加えてなるものである。

【0069】本受信器2では、実施例1で示した、サンプリングタイミングの周期ならびに周波数変換用局部発信器の周波数の同期を捕捉する動作に加え、伝送路で発生する歪の等化を行うものである。

【0070】以下、等化の動作を説明する。いま、簡単のために、サンプリングタイミングのフェーズのずれを $\tau = sT$ とする。式(8)よりサンプリングされた信号は

【0071】

【数3】

2によりFFTした信号を受信シンボル推定器50に入力し、送信された $k = k_i$ 、 $i = 0, \dots, P$ に対して

いる X_k を用いて、伝達特性計算器51にて、各 k_i に対して

... (21)

を求める。

【0075】送信された k_i 以外の周波数インデックス

$$U_k = V_k, \quad k = k_i, \quad i = 0, \dots, P$$

補間値、その他の k とする。

【0076】 U_k を 54 の逆高速フーリエ変換器にて、

$$u_s = \exp[j(\phi + 2\pi s \Delta k / N)] \sum_{m=0}^{M-1} h_m \cdot \delta(n - (m - s)) \dots (23)$$

を得る。ここで $\delta(\cdot)$ はデルタ関数である。

【0077】サンプリングフェーズずれ計算器 55 では、 u_n の絶対値 $|u_n|$ を n について調べ、一連の応答の立上がりをサンプリングの開始をすべき時刻とみなし、これをもってサンプリングフェーズのずれ s とする。

$$\exp[j2\pi s(\Delta k + k)/N] / U_k$$

を受信した情報伝送シンボルに乗じて、伝送路で生じた歪を等化する。

【0080】(実施例3) 図4は本発明のデジタル伝送方式で用いるパイロット信号の周波数パターンの一例を示す説明図である。

$$k_i = i \cdot S + V_0 \cdot V(i) + (\text{定数})$$

とする。ここで、 S 、 V_0 は自然数の定数であり、 $S \geq 5$ 、 $V_0 \leq S - 4$ を満足するものとする。また、 $V(i)$ は M 系列 (最長系列) やバーカーコードなどの PN (疑似ランダム) 系列であり、0 または 1 (あるいは 0 または -1) をとるものとする。

【0083】従って、送信されるパイロット信号の周波数インデックスは、基本的な間隔 S を持つが、周波数間隔は、 S であったり、 $S + V_0$ であったりする。

【0084】本実施例では、 P を 12 とし (送信する周波数の数は 13)、 $V(i)$ として長さ 13 のバーカーコード

0 1 0 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0

を用いる。

【0085】さらに、 $N = 1024$ 、 $S = 64$ 、 $V_0 = 32$ 、(定数) = 128 と設定する。このとき、 $i = 1, 3, 6, 7$ に対して $V(i) = 1$ となり、それ以外の $i = 0, 2, 4, 5, 8, 9, 10, 11, 12$ に対しては $V(i) = 0$ となる。従って、パイロット信号として、送信される周波数インデックスは

$k = 128, 224, 256, 352, 384, 448, 554, 608, 640, 704, 768, 832, 896$

なる 13 本となる。

【0086】あるいは、 $V_0 = 32$ を $V_0 = 16$ に変更した場合、パイロット信号として送信される周波数インデックスは、

$k = 128, 208, 256, 336, 384, 448, 528, 592, 640, 704, 768, 832, 896$

$$k_i = i \cdot S + (\text{定数}) , \quad i = 0, \dots, P-1 \dots (26)$$

については、 V_k の値を用いて、補間器 53 にて補間をし、

$$\dots (22)$$

逆離散フーリエ変換し、その時間領域信号として

M-1

$$\sum_{m=0}^{M-1} h_m \cdot \delta(n - (m - s)) \dots (23)$$

M=0

【0078】このサンプリングフェーズのずれを用いて、サンプリングタイミング発生器を制御する。

【0079】さらに、等化器 57 では、各周波数インデックス k の信号に対して

$$\dots (24)$$

【0081】図4中、横軸は $1/N T$ を単位とする周波数インデックスであり、信号を送信する周波数を示している。

【0082】本発明の送信システム用のパイロット信号では、信号を送信する周波数を

$$i = 0, \dots, P-1 \dots (25)$$

となる。

【0087】本発明のデジタル伝送方式における周波数配置によると、例えば、先の実施例1で示したような、相関により、送信信号の周波数と受信信号の周波数との対応を求める場合に、等間隔で周波数を並べた場合 (全ての i に対して $V_0 = 0$) に比べ、その対応関係をより正確なものとすることができます。これは、次のように説明される。

【0088】当間隔の周波数配置を用いた場合、自己相関は基本間隔 S 每に大きなピーク値を持ち、雑音がある程度大きくなると、送信周波数と受信周波数の差を、 S の整数倍だけ誤る可能性が大きくなる。

【0089】一方、これに対して、バーカーコードの特性から、本発明の送信パイロット信号の場合は周波数間隔が等間隔ではなく、その相関値は、それが無い場合のみ大きく、それ以外では充分に小さいという性質を示す。従って、雑音が大きくなても送信信号の周波数と受信信号の周波数との対応付けを誤りにくくすることができる。

【0090】この結果、本実施例で示されるようにバーカーコードなどの PN 系列を用い、式 (25) で示される周波数配置を用いるパイロット信号を利用すれば、受信システム側にて、周波数変換用発信器の周波数、ならびに、サンプリングタイミングの周期の同期をより精度良く、捕捉することができる。

【0091】(実施例4) 本発明の送信システム用のパイロット信号では、信号を送信する周波数を、PN 系列 $V(i)$ が 1 となる

で与えられる周波数インデックスのみとする。ここで、 S は4以上の自然数の定数であり、 P_1 はPN系列の長さで、 P とは別の数である。実際に送信される周波数の数は、PN系列 $V(i)$ の1となる周波数の数であり、 $V(i)$ としてM系列（最長系列）を用いた場合、系列長の約半分（ $P_1/2$ ）となる。

【0092】本実施例では、 $V(i)$ を、 $P_1=31$ のM系列とする。長さ31のM系列は幾つかあるが、例えば

1 1 1 1 1 0 0 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 0 1 1 1
0 1 1 0 0 0

がそのひとつである。すなわち、 $V(i)=1$ となる i は

$i=0, 1, 2, 3, 4, 7, 8, 10, 13, 18,$
 $20, 22, 23, 24, 26, 27$

の16点である。

【0093】いま、 $N=1024$ 、 $S=32$ 、（定数） $=31$ とすると、パイロット信号として送信される周波数インデックスは

$k=31, 63, 95, 127, 159, 255, 28$
 $7, 351, 447, 607, 671, 735, 76$
 $7, 799, 863, 895$

である。

【0094】本発明の周波数配置によると、例えば、先の実施例1で示したような、相関により、送信信号の周波数と受信信号の周波数との対応を求める場合には、等間隔で周波数を並べた場合（全ての i について周波数を送信する場合）に比べ、その対応関係をより正確なものとすることができる。この理由は、先の実施例2で述べたと同様である。

【0095】この結果、本実施例で示されるようにM系列などのPN系列を用い、式（26）で示されるような周波数配置を用いるパイロット信号を利用すれば、受信システム側にて、周波数変換用発信器の周波数、ならびに、サンプリングタイミングの周期の同期をより精度良く、捕捉することができる。

【0096】

【発明の効果】本発明のデジタル伝送信号の受信器ならびにデジタル伝送方式を用いることにより、OFDMにより情報信号を伝送する場合、受信器側における周波数変換器の発信周波数と、サンプリングタイミングの周期を送信側のそれに精度よく一致させ、速やかに同期をとることが出来る。また、伝送路において発生する伝

送路歪を受信器側にてより良く等化することが出来る。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例に係るデジタル伝送信号の受信器1のブロック図。

【図2】本発明の実施例に係る1伝送フレームの構成を示す説明図。

【図3】本発明の第2の実施例に係るデジタル伝送信号の受信器2のブロック図。

【図4】本発明の第3の実施例に係るデジタル伝送方式で用いるパイロット信号の周波数配置を示す説明図。

【符号の説明】

1 1 …アンテナ

1 2 …RFフロントエンド

1 3 …周波数変換器

1 4 …周波数変換用局部発信器

1 5 …低域通過フィルタ

1 6 …A/D変換器

1 7 …サンプリングタイミング発生器

1 8 a, 1 8 b …スイッチ

20 1 9 …乗算器

2 0 …窓関数発生器

2 1 …直並列変換器

2 2 …高速フーリエ変換器

2 3 …相関器

2 4 …送信周波数パターン発生器

2 5 …並直列変換器

2 6 …周波数インデックス推定器

2 7 … δi 計算器

2 8 … $\Delta k i$ 計算器

30 2 9 a, 2 9 b …平均器

3 0 … δ および Δk 推定器

5 0 …受信シンボル推定器

5 1 …伝達特性計算器

5 2 …送信シンボル発生器

5 3 …補間器

5 4 …逆高速フーリエ変換器

5 5 …サンプリングフェーズずれ計算器

5 6 …補正值計算器

5 7 …等化器

40 1 0 0 …伝送フレーム

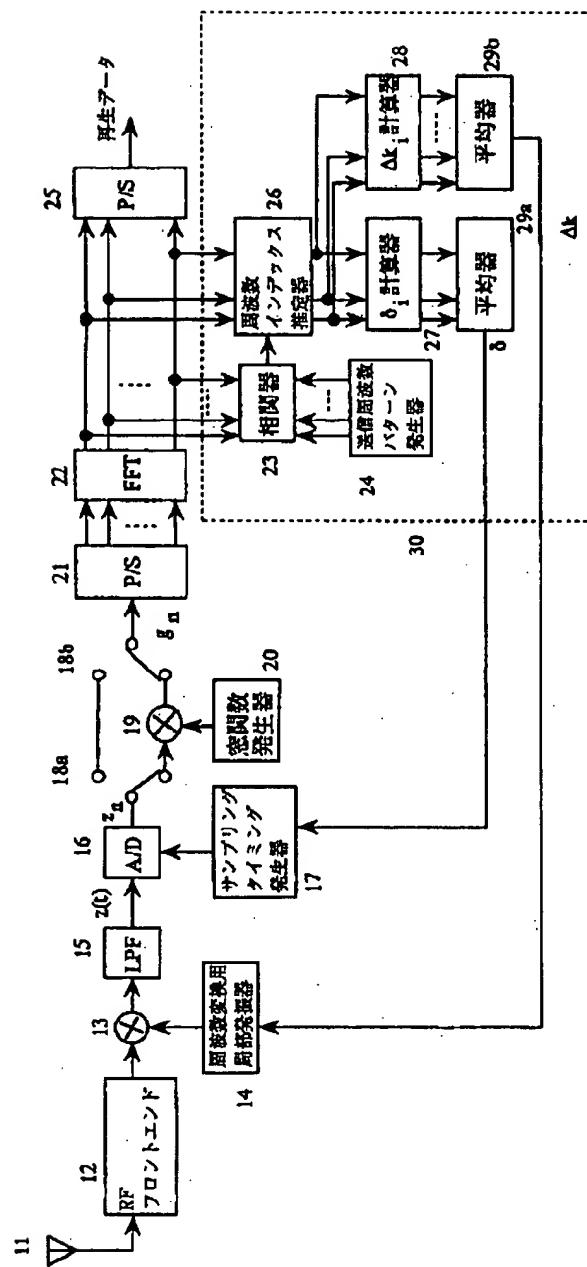
1 0 1 …ヌルシンボル

1 0 2 …パイロットシンボル

1 0 3 …情報伝送シンボル

【图 1】

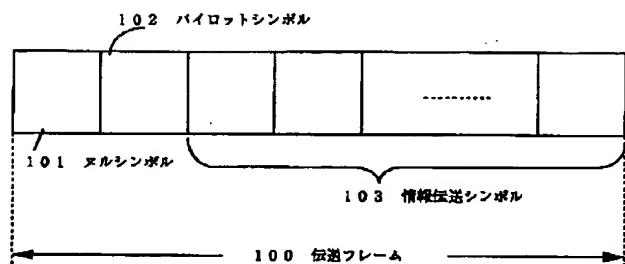
1



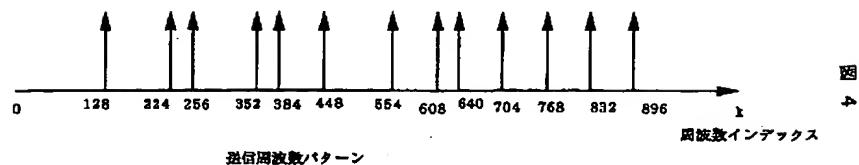
上ティジタル伝送信号の受信器

【図2】

図2

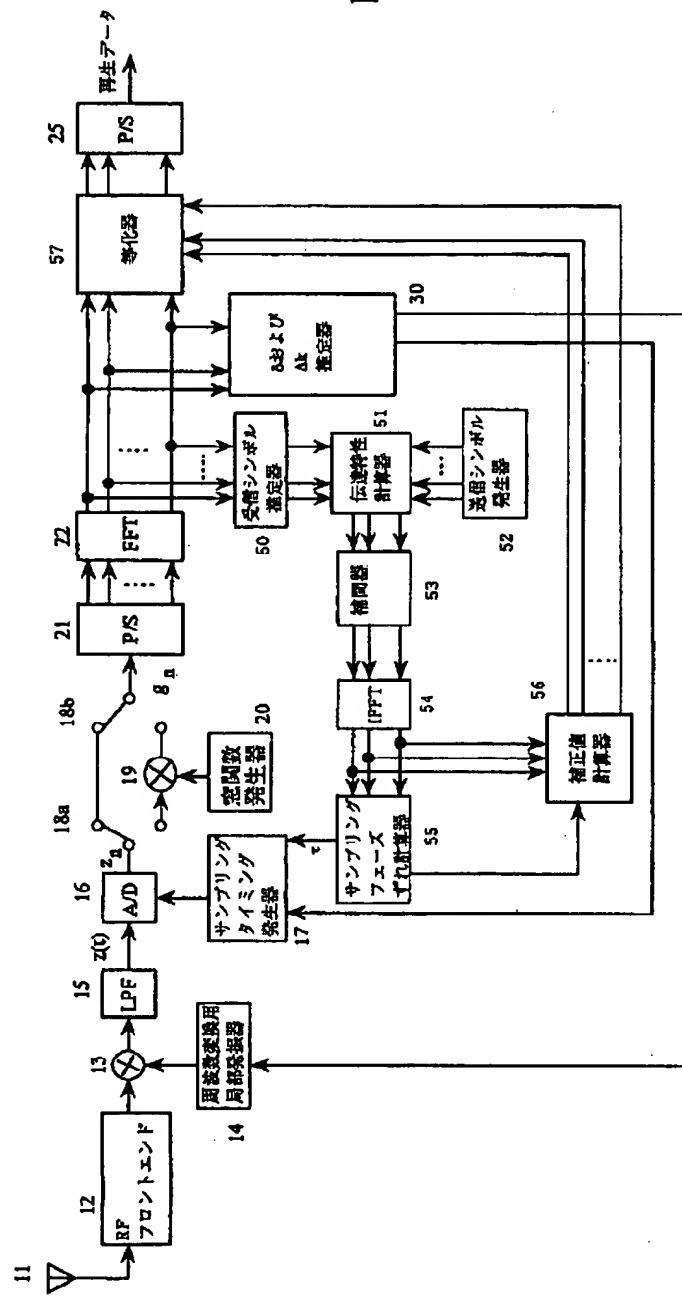


【図4】



[図3]

四三



2. ディジタル伝送信号の受信器